HAI 제어기에 의한 유도전동기의 센서리스 벡터제어

論 文
54P-2-3

Sensorless Vector Control of Induction Motor with HAI Controller

李 廷 喆** · 李 洪 鈞* · 鄭 東 和†
(Jung-Chul Lee · Hong-Gyun Lee · Dong-Hwa Chung)

Abstract - This paper is proposed hybrid artificial intelligent (HAI) controller based on the vector controlled induction motor drive system. The hybrid combination of fuzzy control and neural network will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. Also, this paper is proposed speed estimation of induction motor using a closed-loop state observer. The rotor position is calculated through the stator flux position and an estimated flux value of rotation reference frame. A closed-loop state observer is implemented to compute the speed feedback signal. The results of analysis prove that the proposed control system has strong robustness to rotor parameter variation, and has good steady-state accuracy and transitory response.

Key Word : induction motor, HAI controller, fuzzy control, neural network, speed estimation, speed control

1. 서 론

유도전동기의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정밀도에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 시스템의 강인성 및 신뢰성을 저하시킨다. 기계적인 센서를 사용하지 않고 추정속도를 피드백에 사용하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다.[1]-[5] 그러나 이러한 종래의 연구도 다양한 문제점이 도출되었다.[6]

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능 제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응-인공지능 제어기를 개발하고 있다. 이러한 기법간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감없이 발휘할 전망이다.

드라이브의 양호한 성능을 얻기 위하여 적응제어가 연구되었으며 적응제어는 종래의 PI 제어기에 비해 매우 양호한 성능을 얻을 수 있었다.[7] 이러한 적응제어 기법은 수학적인 모델링에 기초를 두고 있으며 다량의 알고리즘 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 직접 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.[8]

신경회로망은 드라이브의 파라미터 추정과 제어에서 매우 유력한 기법으로 평가를 받았다.[9]-[10] 신경회로망은 일반적인 벡터제어 방법과 비교하여 적응제어의 능력이 우수하였다. 그러나 퍼지제어에서 나타나는 특성인 고성능 및 강인성 제어에서는 취약한 문제점이 나타난다.

본 논문에서는 HAI(Hybrid Artificial Intelligent) 제어기에 의해 고성능으로 제어되는 유도전동기 드라이브 시스템에 센서리스 제어를 제시한다. 이 제어기는 자속을 추정하고 추정된 자속으로 위치를 추정한다. 속도관측기를 설계하여 추정된 위치를 이용하여 속도를 추정한다. 적응 FNN 제어기는 퍼지제어에서 나타나는 장점인 고성능 및 강인성 제어를 얻을 수 있으며 신경회로망에서 나타나는 장점인 고도의 적응제어의 능력을 얻을 수 있다. 본 논문에서 제시한 알고리즘을 유도전동기 드라이브 시스템에 적용하여 추정성능을 분석한다. 그리고 속도와 위치제어에서 나타나는 성능도 분석한다. 분석한 특성을 기초로 유도전동기의 파라미터의 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하고 본 제어기의 타당성을 입증한다.

2. 센서리스 제어

그림 1은 위치와 속도 추정의 구성도를 나타낸다. 고정자 전압과 전류를 이용하여 자속을 추정하고 이 자속을 이용하여 위치를 추정한다. 자속관측기를 통해 위치로부터 회전자 속도를 추정한다.

* 正 會 員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士課程
** 正 會 員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士
† 교신저자, 終身會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 教授 · 工博
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
接受日字 : 2004年 11月 17日
最終完了 : 2005年 4月 4日

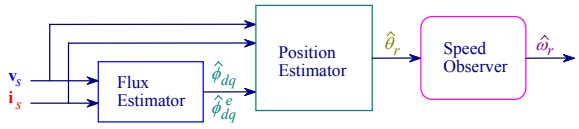

그림 1 위치와 속도 추정의 알고리즘의 블록도

Fig. 1 The block diagram of position and speed algorithm

2.1 회전자의 위치추정

그림 2는 동기회전 좌표계에서 $d-q$축 등가회로를 나타낸다.

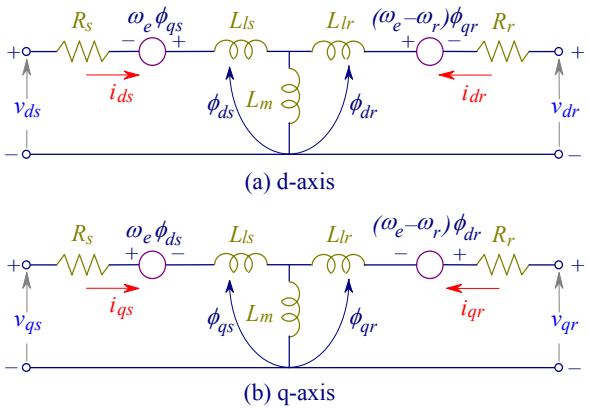

그림 2 동기회전 좌표계에서 $d-q$ 등가회로

Fig. 2 $d-q$ equivalent circuit at synchronously rotating reference frame

그림 2의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_e L_s & L_m p & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + L_s p & \omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{sl} L_m & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & L_m p & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$: 슬립 각속도

i_{ds}, i_{qs} : d,q축 전류

v_{ds}, v_{qs} : d,q축 고정자 전압

R_s, L_s : 고정자의 저항 및 자기 인덕턴스

R_r, L_r : 회전자의 저항 및 자기 인덕턴스

L_m : 상호 인덕턴스

위치 추정 기법은 전압과 전류 신호를 이용하여 자속을 추정하고 추정된 자속으로 위치각을 구한다. 그림 3은 고정 및 회전 좌표계의 자속 벡터를 나타낸다. $ds-qs$축은 고정 좌표계를 나타내고 ds^e-qs^e축은 회전 좌표계를 나타낸다.

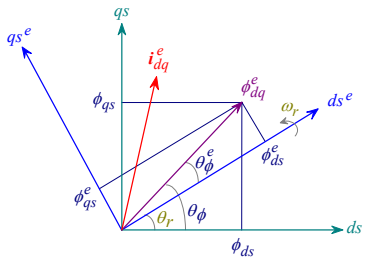

그림 3 유도전동기의 자속 벡터도

Fig. 3 Flux vector diagram of induction motor

회전 좌표계의 추정자속은 다음과 같다.

$$\hat{\phi}_{ds}^e = \frac{L_r}{L_m}(\phi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (2)$$

$$\hat{\phi}_{qs}^e = \frac{L_r}{L_m}(\phi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (3)$$

식(2)와 (3)에서 회전자의 추정 자속각은 다음과 같다.

$$\hat{\phi}_{\phi}^e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\phi}_{qs}^e}{\hat{\phi}_{ds}^e}\right) \quad (4)$$

고정 좌표계 $d-q$상의 고정자 자속은 고정자 전압을 적분하여 구한다.

$$\hat{\phi}_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds})dt \quad (5)$$

$$\hat{\phi}_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs})dt \quad (6)$$

고정자의 추정 자속각 $\hat{\theta}_{\phi}$은 식(5)와 (6)을 이용하여 구한다.

$$\hat{\theta}_{\phi} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\phi}_{qs}}{\hat{\phi}_{ds}}\right) \quad (7)$$

자속의 회전각 $\hat{\theta}_r$은 고정자의 자속각 $\hat{\theta}_{\phi}$과 회전자의 자속각 $\hat{\theta}_{\phi}^e$에서 추정한다.

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{\phi} - \hat{\theta}_{\phi}^e \quad (8)$$

그림 4는 자속의 회전각에 의한 회전자 위치 추정을 위한 블록도를 나타낸다.

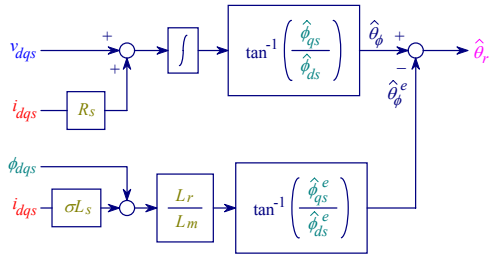

그림 4 고정자 자속에 의한 회전자의 위치추정
Fig. 4 Rotor angle estimated by stator flux estimation

2.2 회전자의 속도추정

속도제어 시스템에 필요한 궤환 속도 신호는 자속각에 의해 측정된 위치에 의해 추정하며 그림 5에 나타낸다. 그림 5는 지령토크와 측정된 위치에 의해 속도를 추정하는 시스템이며 이는 근사화한 온픈 루프 모델과 피드백 루프 시스템 모델을 포함하고 있다. 오픈 루프 시스템은 빠른 속도추정을 가능하게 하며 위치를 미분하여 얻은 속도ω_s는 간단하지만 정확성에서 제한이 있고 많은 노이즈를 포함하고 있다. 피드백 루프 시스템은 정확한 속도의 추정을 위해 필요하며 정상상태의 오차를 제거하기 위하여 적분 항을 추가한다. 이러한 속도 관측기는 정격속도 뿐 아니라 저속과 영속도까지도 정확하게 추정할 수 있다.

속도 관측기의 정밀한 속도 추정은 회전자 위치를 정확하게 추정할 수 있어야 한다.

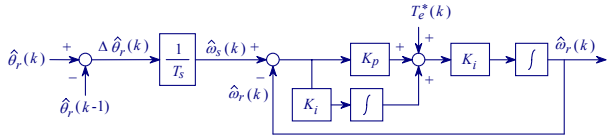

그림 5 속도관측기의 블록도
Fig. 5 Block diagran of speed observer

3. HAI 제어기

유도전동기 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추정 능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. HAI 제어기는 적응제어, 퍼지제어 및 신경회로망을 상호 결합한 형태이며 이를 적응 FNN 제어기라고도 한다. 이 제어기는 FNN 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다.[11]

그림 6은 FNN 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)를 병렬로 연결한다. FNN에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 메카니즘을 나타낸다.

FNN 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i^*_{qs1}(k)$이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i^*_{qs2}(k)$이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q축 전류를 얻는다.

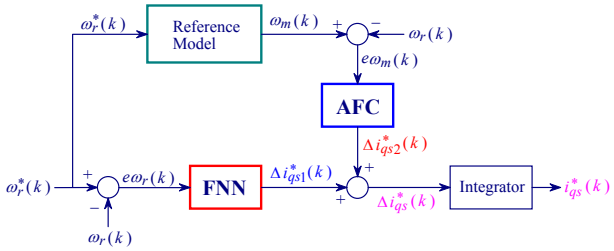

그림 6 HAI 제어기의 알고리즘
Fig. 6 Algorithm of HAI controller

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 6에서 전동기의 출력 $\omega_r(k)$는 기준모델의 출력 $\omega_m(k)$와 비교하여 오차 $e\omega_m(k)$는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 그림 7은 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 FNN 루프와 병렬로 연결한다.

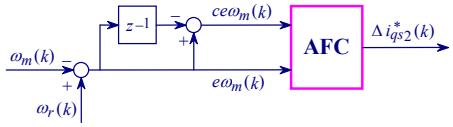

그림 7 기준모델에 의한 AFC
Fig. 7 AFC with reference model

AFC에 의한 출력은 $\Delta i^*_{qs2}(k)$를 발생시킨다. $\Delta i^*_{qs1}(k)$과 $\Delta i^*_{qs2}(k)$를 합하여 $\Delta i^*_{qs}(k)$를 구하여 이를 적분기를 통해 $i^*_{qs}(k)$를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제속도의 오차($e\omega_m(k)$)와 오차의 변화분($ce\omega_m(k)$)을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \tag{9}$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \tag{10}$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q축 전류에 보상되는 $\Delta i^*_{qs2}(k)$가 발생된다. 여기서 $\omega^*_m(k)$는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\omega_r(k)$는 실제 회전자 속도이다.

FNN의 출력에서 $\Delta i^*_{qs1}(k)$을 얻어 AFC에서 $\Delta i^*_{qs2}(k)$와 합하면 퍼지제어기의 지령 q축 전류를 얻을 수 있다.

$$i^*_{qs}(k) = i^*_{qs}(k-1) + [\Delta i^*_{qs1}(k) + \Delta i^*_{qs2}(k)] \tag{11}$$

적응 FNN 제어기에 의해 제어되는 유도전동기의 드라이브 시스템은 그림 8과 같고 인버터는 공간벡터 PWM 방식을 사용한다.

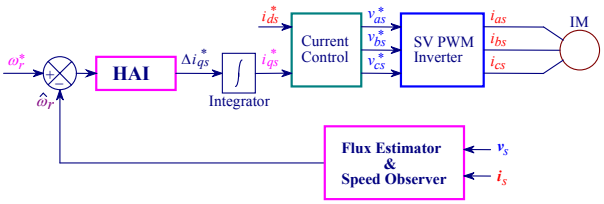

그림 8 유도전동기의 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 8 Configuration diagram of induction motor drive

4. 속도 및 위치 제어

4.1 속도제어

속도 센서리스 제어를 위한 블록도는 그림 9와 같다.

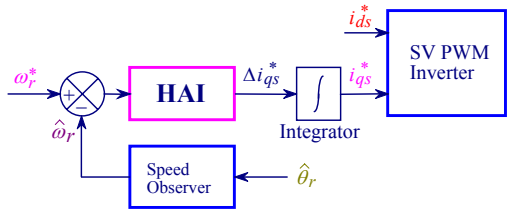

그림 9 센서리스 속도제어기의 블록도
Fig. 9 Block diagram of sensorless speed controller

속도는 추정된 위치로부터 추정하며 지령속도와 추정속도를 비교한다. 이 오차를 HAI 제어기에 의하여 지령 q축 전류를 구한다. 지령전류에 의해 공간벡터 PWM 인버터를 구동하여 유도전동기의 속도를 제어한다.

4.2 위치제어

그림 10은 위치제어를 위한 블럭도이다. 지령 위치와 추정위치를 비교하여 지령 속도를 구하고 지령 속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. 위치 및 속도 제어기는 HAI 제어기를 사용한다. 위치제어를 할 경우 추정된 회전각은 주기적으로 변화한다. 이때 속도에 맥동이 발생하고 위치를 연속적으로 나타낼 수 없다. 그러므로 회전자각의 연속적인 추정에 의한 위치제어를 위해 이동 거리연산을 가능하게 하는 위치 카운터가 필요하다.

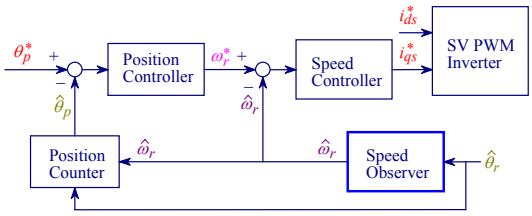

그림 10 센서리스 위치제어기의 블록도
Fig. 10 Block diagram of sensorless position controller

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 유도전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 유도전동기의 파라미터
Table 1 Parameter of induction motor

극수	4
고정자 저항 R_s	0.069[Ω]
회전자 저항 R_r	0.035[Ω]
정격 주파수	60[Hz]
고정자 인덕턴스 L_s	64.72[mH]
회전자 인덕턴스 L_r	64.72[mH]
상호 인덕턴스 L_m	61.91[mH]
정격 속도	1800[rpm]

그림 11은 PI, FNN 및 HAI 제어기의 속도와 q축 전류를 비교한 결과이다. 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전하다가 0.5[sec]에서 지령속도를 500[rpm]으로 변화시켰을 경우의 응답특성을 비교하여 나타낸다. 그림 11(a)는 종래의 PI, FNN 제어기 및 HAI 제어기의 속도를 나타내고, 그림 11(b)는 q축 전류를 나타낸다. 그림 11(a)에서 스텝 지령속도를 상승시킬 때 HAI 제어기에서 속도는 종래의 PI 및 FNN 제어기의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타나며, 속도 변화에도 HAI 제어기의 응답 특성이 양호하게 나타난다.

그림 12는 1800[rpm]으로 운전중 0.5[sec]에서 0.7[sec]까지 부하토크를 3[N·m] 인가하였을 때의 응답특성을 비교한다. 부하토크를 인가하였을 경우에도 HAI 제어기의 출력이 속도 변화가 적고 정상상태에 빠르게 도달하고 있다.

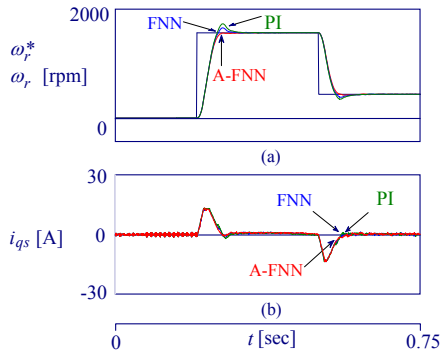

그림 11 PI, FNN 및 HAI 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 11 The comparison of response characteristics with PI, FNN and HAI controller

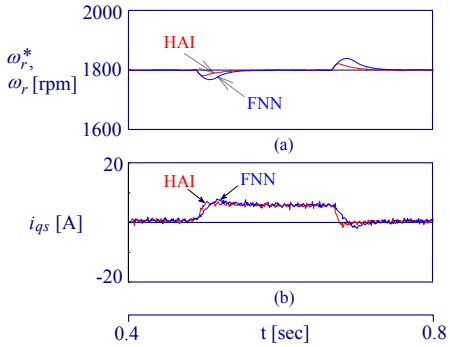

그림 12 부하토크의 변화에 대한 응답비교
Fig. 12 Response comparison with change of load torque

그림 13은 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전하다가 0.5[sec]에서 0.7[sec]까지 부하토크를 $3[N\cdot m]$인가하였을 경우의 응답특성이다. 그림 13(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 13(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림(c)는 실제속도와 추정속도의 오차이고, 그림(d)는 실제 회전각과 추정 회전각을 나타낸다. 실제치와 추종치 사이의 오차는 2[%] 이내로 나타나고 있으며 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

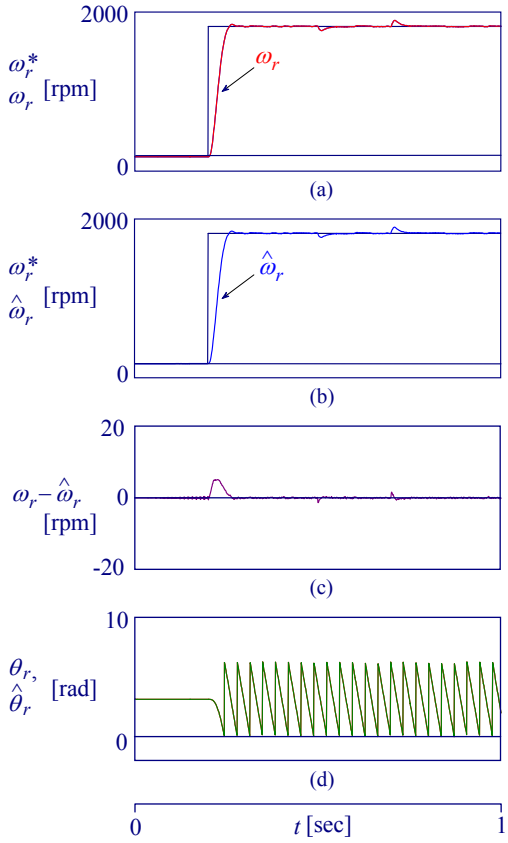

그림 13 스텝 지령속도와 부하토크에 대한 응답특성
Fig. 13 Response comparison with step command speed and load torque

그림 14는 스텝 지령속도를 1500[rpm]과 -1500[rpm]으로 반복해서 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 14(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내고, 그림 14(b)는 지령속도와 추종속도를 나타낸다. 그림(c)는 실제속도와 추정속도의 오차이고, 그림(d)는 실제 회전각과 추종 회전각을 나타낸다. 스텝 지령속도 변화에도 실제 속도와 추종속도는 지령속도에 양호하게 추종하며 실제 회전각과 추종 회전각이 거의 유사하게 나타난다.

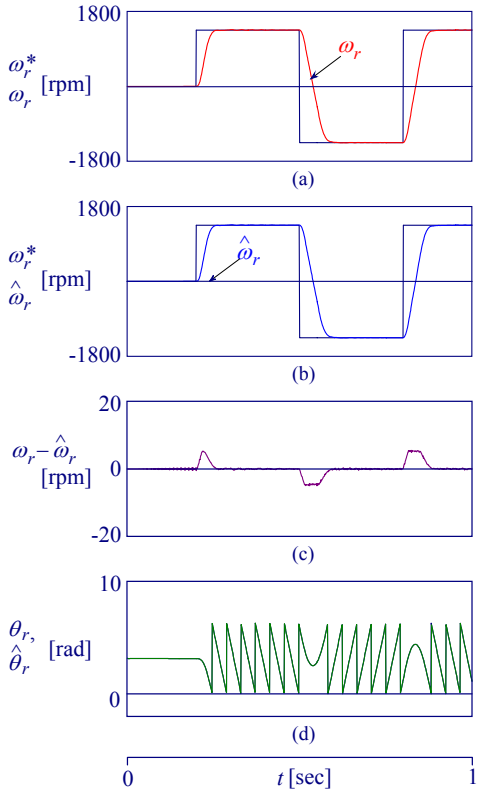

그림 14 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성 (1500[rpm] →−1500[rpm])
Fig. 14 Response characteristic with change of step command speed

그림 15는 지령속도를 1800[rpm]으로 운전 중 0.5[sec]에서 부하토크를 $3[N\cdot m]$ 인가한 상태에서 0.7[sec]에서 스텝 지령속도를 -500[rpm]으로 변화하였을 때의 응답특성을 비교한다. 부하토크를 인가하였을 경우와 스텝 지령속도 변화에도 추정속도, 추정 회전각은 실제치에 양호하게 추정하며, 실제치와 추종치 사이의 오차는 2[%] 이내로 나타나고 있다.

그림 16은 지령위치가 0.2[sec]에서 $3\pi[rad]$로 운전하다가 1[sec]에서 $-3\pi[rad]$운전했을 경우이다. 그림 16(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림(c)는 실제각과 추정각을 나타낸다. 추정위치는 실제위치와 거의 일치되며 추정속도도 실제속도에 거의 일치되고 있으므로 추정성능이 매우 양호하다. 그리고 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정되고 있다.

그림 17은 지령위치가 0.2[sec]에서 $8\pi[rad]$로 운전하다가 1[sec]에서 $-8\pi[rad]$운전했을 경우이다. 그림 10(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림(c)는 실제각과 추정각을 나타낸다. 이 경우에도 추정성능이 매우 양호하다는 것을 알 수 있다.

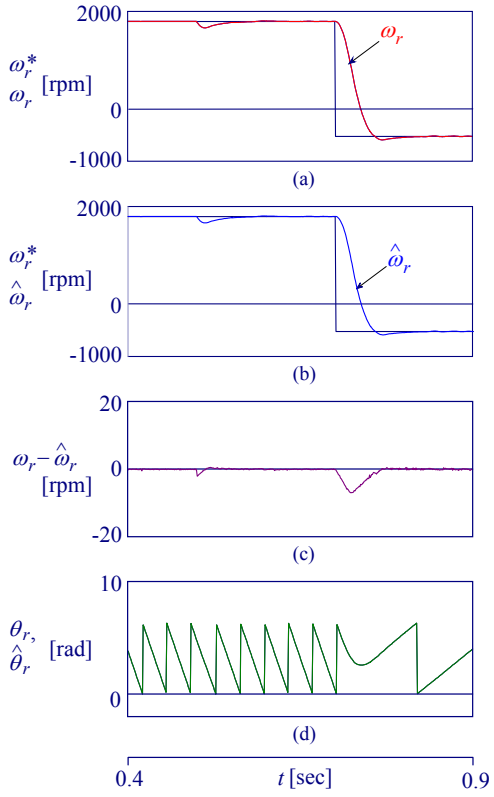

그림 15 부하토크와 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성
Fig. 15 Response comparison with change of load torque and step command speed

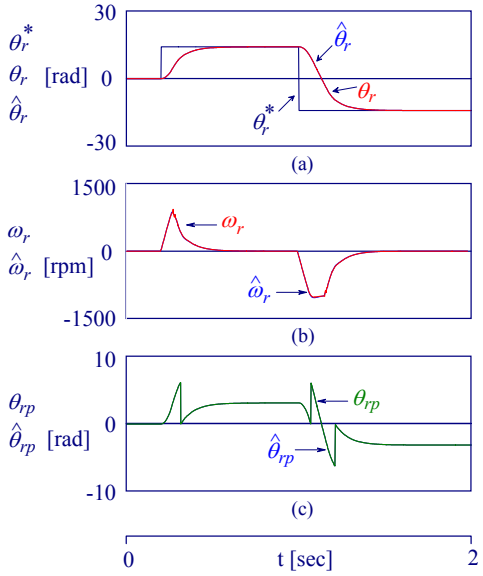

그림 16 위치제어의 응답특성($3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$)
Fig. 16 Response characteristics of position control

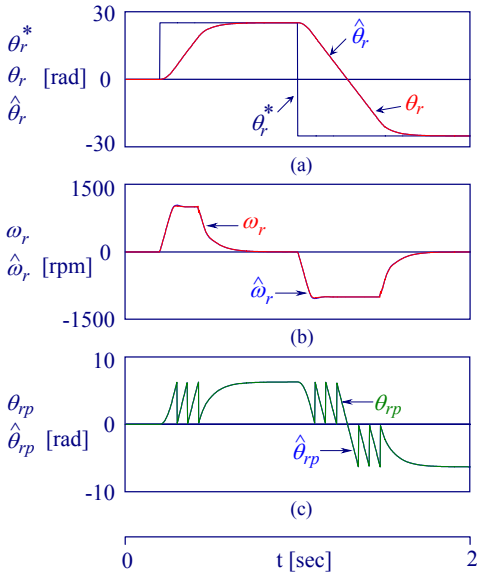

그림 17 위치제어의 응답특성($8\pi[rad] \rightarrow -8\pi[rad]$)
Fig. 17 Response characteristics of position control

6. 결 론

본 연구에서는 HAI 제어기에 의해 고성능으로 제어되는 유도전동기 드라이브 시스템에 센서리스 제어를 제시하였다. 자속을 추정하고 추정된 자속으로 위치를 추정하였다. 속도관측기를 설계하여 추정된 위치를 이용하여 속도를 추정하였다. 센서리스 제어기를 위한 추정성능은 오차의 범위가 2[%] 이내로 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

HAI 제어기는 종래의 PI 및 FNN 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. 속도관측기를 이용하여 스텝 지령속도의 변화, 부하의 변화와 같은 파라미터의 변동 및 과도상태에서도 양호한 추정결과를 얻을 수 있었다. 그리고 속도 및 위치제어를 수행한 결과, 다양한 파라미터의 변동에도 추정성능이 우수하였으며 HAI 제어기에 의해 나타난 응답특성도 양호한 결과로 나타났다.

본 연구에서는 제시한 HAI 제어기는 파라미터의 변동 및 과도상태에서 드라이브의 응답특성이 양호하게 나타났으며 속도 및 위치의 추정도 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 고성능으로 제어되는 HAI 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 결과물은 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers," IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, 1992.

[2] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaption," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, 1994.

[3] H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine," IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, 1993.

[4] S. A. Shisavar, M. D. McCulloch and C. G. Guy, "Speed sensorless vector control of induction motor with parameter estimation," IEEE Proc. IAS Meeting, pp. 262-269, 1996.

[5] T. Kanmanchi and I. Takahashi, "Sensorless speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation," IEEE Proc. IAS Meeting, pp. 408-413, 1993.

[6] Y. Shrivastava, M. T. Nguyen and S. Sathiakumar, "Speed estimation for induction motor," Submitted to the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Sep. 1999.

[7] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.

[8] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.

[9] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled inducion motor drive," IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, 1995.

[10] M. T. Wishart and R. G. Harley, "Identification and control of induction machines using neural networks, " IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, 1995.

[11] Y. S. Lee, J. C. Lee, H. G. Lee and D. H. Chung, "Speed control of induction motor drive using adaptive FNN controller," International Conference ICEMS'04, Conference no. PI-5(430-M09-052), 2004. [CD no. 2]

저 자 소 개

이 정 철 (李 廷 喆)

1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 박사. 2001년 ~ 현재 제일대학 차량기계학부 겸임교수.

Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508
E-mail : jclee0123@hanmail.net

이 홍 균 (李 洪 鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 정보통신공학부 박사수료

Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508
E-mail : phoenixfive@paran.com

정 동 화 (鄭 東 和)

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원.1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수

Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
WebPage: http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777